

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

Requested Patent: EP0863408A1

Title: DEVICE FOR THE REDUCTION OF NOISE IN A RADAR RECEIVER ;

Abstracted Patent: US5955985 ;

Publication Date: 1999-09-21 ;

Inventor(s): KEMKEMIAN STEPHANE (FR); LACOMME PHILIPPE (FR) ;

Applicant(s): THOMSON CSF (FR) ;

Application Number: US19980028641 19980224 ;

Priority Number(s): FR19970002547 19970304 ;

IPC Classification: G01S7/292 ;

Equivalents: FR2760535, JP10253751 ;

**ABSTRACT:**

Disclosed is a device for the reduction of noise in a radar receiver. The noise to be reduced being governed by a  $1/F_k$  relationship and the radar carrying out an encoding of the transmission in at least two frequencies, the device comprises at least the following means: firstly, means for routing the signals received to at least two channels so that, when a target is illuminated by a transmission at the first code frequency (F1), the corresponding received signal (S1) is sampled and routed to a first channel and then, when the target is illuminated by the second code frequency (F2), the corresponding received signal (S2) is sampled and routed to a second channel; and secondly, means for the linear combination of the signal (S1) present in the first channel and the signal (S2) present in the second channel, the linear combination synthesizing a filtering of the noise.

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

**EP 0 863 408 A1**

(12)

**DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

(43) Date de publication:

**09.09.1998 Bulletin 1998/37**(51) Int Cl.<sup>6</sup>: **G01S 13/34, G01S 7/35**(21) Numéro de dépôt: **98400479.6**(22) Date de dépôt: **27.02.1998**

(84) Etats contractants désignés:

**AT BE CH DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE**

Etats d'extension désignés:

**AL LT LV MK RO SI**(30) Priorité: **04.03.1997 FR 9702547**(71) Demandeur: **THOMSON-CSF****75008 Paris (FR)**

(72) Inventeurs:

- **Kemkernian, Stéphane**  
**94117 Arcueil Cedex (FR)**
- **Lacomme, Philippe**  
**94117 Arcueil Cedex (FR)**

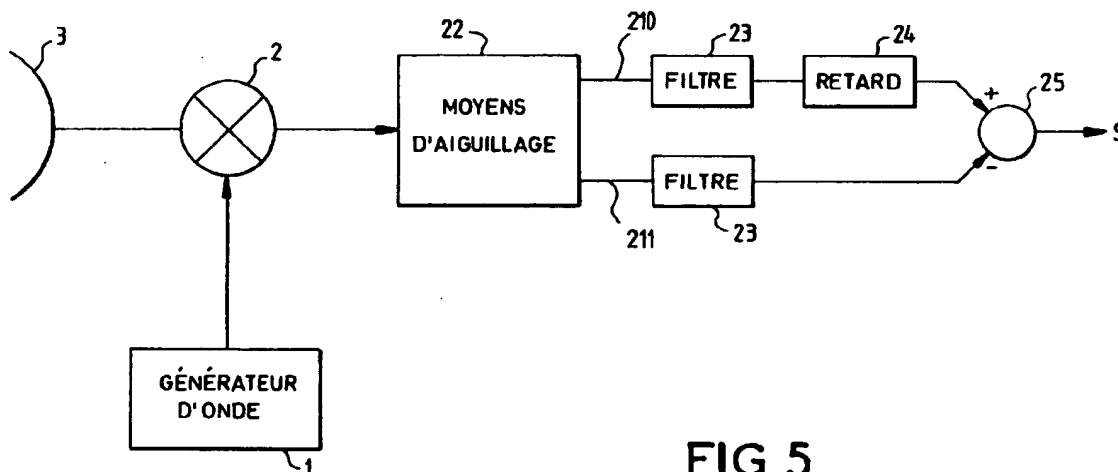
**(54) Dispositif de réduction de bruit dans un récepteur radar**

(57) La présente invention concerne un dispositif de réduction de bruit dans un récepteur radar. Le bruit à réduire étant en  $1/F^k$  et le radar effectuant une codification de l'émission selon au moins deux fréquences ( $F_1$ ,  $F_2$ ), le dispositif comporte au moins :

- des moyens (22) d'aiguillage des signaux reçus sur au moins deux voies (210, 211) de telle sorte que, lorsqu'une cible est illuminée par une émission à la première fréquence de code ( $F_1$ ) le signal reçu cor-

respondant ( $S_1$ ) soit échantillonné et aiguillé sur une première voie (210) puis, lorsque la cible est illuminée par la deuxième fréquence de code ( $F_2$ ) le signal reçu correspondant ( $S_2$ ) soit échantillonné et aiguillé sur une deuxième voie (211) ;

- des moyens (25, 71) de combinaison linéaire du signal ( $S_1$ ) présent sur la deuxième voie (210) et du signal ( $S_2$ ) présent sur la deuxième voie (211), la combinaison linéaire synthétisant un filtrage du bruit.

**FIG.5****EP 0 863 408 A1**

## Description

La présente invention concerne un dispositif de réduction de bruit dans un récepteur radar. Elle s'applique notamment à des radars équipant des automobiles. Plus généralement, elle s'applique à des radars nécessitant une réalisation à faible coût tout en présentant des performances de bruit élevées.

Il existe plusieurs types d'architecture de circuits de réception de radars. Les récepteurs hétérodynes sont connus pour apporter une grande sensibilité mais sont d'un prix de revient élevé, ce qui est incompatible avec des applications à objectif de coût réduit comme par exemple les radars équipant des voitures automobiles. Dans ce dernier cas, l'objectif de coût réduit est d'autant plus crucial qu'il est envisagé d'équiper de radars des véhicules de moyenne gamme, notamment pour des applications de contrôle et de régulation du trafic routier. De tels radars ont par exemple pour fonction de détecter la distance et la vitesse entre un véhicule porteur et le véhicule le précédant, cela pour permettre au véhicule porteur de régler sa vitesse par rapport au véhicule précédent, pour répondre notamment à des critères de sécurité.

Un récepteur homodyne a l'avantage de pouvoir être produit à faible coût notamment grâce à sa simplicité. Il est donc prévu à ce titre de l'utiliser, notamment pour des applications automobiles. En revanche, il présente une faible sensibilité. En effet, le signal cible est directement transposé en bande de base, c'est-à-dire vers les très basses fréquences, sans amplification notable, voire le plus souvent sans aucune amplification. Or, des composants tels que les mélangeurs ou les amplificateurs vidéo fréquence par exemple sont affectés d'un bruit additif coloré important dont la densité spectrale varie selon une loi en  $1/F^k$ ,  $F$  représentant une fréquence relative à l'onde porteuse émise.

Un récepteur homodyne est par ailleurs soumis à d'autres types de bruits. Il s'agit par exemple du bruit thermique blanc à large bande provenant de l'antenne, du mélangeur hyperfréquence ou d'amplificateurs insérés entre l'antenne et le mélangeur. Il peut encore s'agir des bruits de phase et d'amplitude du générateur d'onde porté par les cibles ou par les défauts d'isolation des circuits hyperfréquence.

Le but de l'invention est notamment de permettre l'utilisation d'une architecture de récepteur homodyne tout en obtenant une sensibilité comparable à celle que l'on aurait eue en dotant le radar d'un récepteur hétérodyne. A cet effet, l'invention a pour objet un dispositif de réduction de bruit dans un récepteur radar, caractérisé en ce que le bruit à réduire étant en  $1/F^k$  et le radar effectuant une codification de l'émission selon au moins deux fréquences, il comporte au moins :

- des moyens d'aiguillage des signaux reçus sur au moins deux voies de telle sorte que, lorsqu'une cible est illuminée par une émission à la première fréquence de code le signal reçu correspondant soit échantillonné et aiguillé sur une première voie puis, lorsque la cible est illuminée par la deuxième fréquence de code le signal reçu correspondant soit échantillonné et aiguillé sur une deuxième voie ;
- des moyens de combinaison linéaire du signal présent sur la première voie et du signal présent sur la deuxième voie, la combinaison linéaire synthétisant un filtrage du bruit.

L'invention a pour principaux avantages qu'elle améliore le rapport signal sur bruit d'un récepteur homodyne, qu'elle est simple à mettre en œuvre et qu'elle est économique.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'aide de la description qui suit faite en regard de dessins annexés qui représentent :

- la figure 1, le synoptique d'un récepteur radar homodyne ;
- la figure 2, un exemple de bruit coloré en  $1/F^k$  ;
- la figure 3, une illustration du principe de fonctionnement d'un dispositif selon l'invention ;
- la figure 4, un exemple de codage en fréquences d'une émission radar ;
- la figure 5, un exemple de réalisation possible d'un dispositif selon l'invention ;
- la figure 6, un exemple de décalage en fréquence d'une fonction de transfert d'un dispositif selon l'invention ;
- les figures 7 et 8, d'autres exemples de réalisations possibles d'un dispositif selon l'invention.

La figure 1 présente le synoptique d'un récepteur radar homodyne. Le même générateur d'onde 1 fournit le signal d'émission et sert d'oscillateur local à la réception. Le signal d'émission peut éventuellement être modulé par des impulsions. Seule la partie utilisée pour la réception est représentée sur la figure 1. La sortie du générateur d'onde 1, faisant ici office d'oscillateur local, est reliée à l'une des deux entrées d'un mélangeur hyperfréquence 2, l'autre entrée de ce dernier recevant le signal d'antenne 3. La sortie du mélangeur 2 est reliée à l'entrée d'un amplificateur vidéo fréquence 4 lequel délivre un signal vers un détecteur. Le bruit détecté au niveau du détecteur résulte de la contribution :

- du bruit thermique blanc à large bande additif provenant de l'antenne 3, du mélangeur hyperfréquence 2 et d'un éventuel amplificateur hyperfréquence inséré entre l'antenne 3 et le mélangeur 2 ;

- du bruit de phase et d'amplitude du générateur d'onde 1 porté par le signal reçu des cibles et/ou par les défauts d'isolation des circuits hyperfréquence;
- du bruit coloré en  $1/F^k$  additif provenant du port vidéofréquence du mélangeur et des amplificateurs vidéofréquence placés à sa suite.

5

Comme il a été vu précédemment, l'invention a notamment pour but de réduire ce dernier bruit. La figure 2 présente une courbe représentative 10 du bruit coloré suivant une loi en  $1/F^k$ , l'axe des abscisses représentant les fréquences F et l'axe des ordonnées représentant l'amplitude du bruit. Le bruit représenté est par exemple celui du mélangeur hyperfréquence 2.

10

La figure 3 illustre le principe de fonctionnement d'un dispositif selon l'invention. En plus de la courbe 10 représentative du bruit coloré, le bruit thermique est représenté par une droite 11 parallèle à l'axe des fréquences. Ce bruit est le bruit normal en dessous duquel on ne peut pas descendre. Cette droite 11 coupe par exemple la courbe 10 du bruit coloré à une fréquence égale à environ 1 kHz. Au delà de cette fréquence, le bruit coloré passe en dessous du bruit thermique. C'est donc pour des fréquences situées en deçà de la fréquence  $F_c$  correspondant au point d'intersection 12 de la courbe et de la droite que le bruit coloré doit être diminué. L'invention utilise le fait que le radar effectue par ailleurs la codification de la fréquence émise selon au moins deux fréquences alternatives pour synthétiser de façon simple et économique un filtrage du bruit coloré. Un exemple de fonction de transfert en amplitude est représentée par une courbe 13 en module de sinus ayant un zéro à la fréquence nulle et un zéro à la fréquence d'échantillonnage  $F_e$  des signaux reçus, cette fréquence étant par ailleurs par exemple égale au double de la cadence de commutation  $F_r$  de la fréquence émise.

20

La figure 4 illustre un exemple de codage des signaux émis par le radar dans le cas simple où le nombre d'intervalles de codage 41 est égal à deux. Chaque intervalle de temps 41 est égal à un temps donné  $T_f$ . Le codage est tel que le radar émet une séquence 42 comportant successivement un signal à une première fréquence  $F_1$  pendant  $T_f$  puis un signal à une deuxième fréquence  $F_2$  pendant cette même durée  $T_f$  et ainsi de suite. La cadence de commutation  $F_r$  entre les fréquences émises est donc égale à  $1/T_f$ . La part 43 du signal reçu provenant d'une cible est obtenue en décalant temporellement la séquence émise 42 du délai de propagation aller-retour  $\tau = 2D/C$  et en transposant sa fréquence instantanée de la fréquence Doppler  $F_d = 2V_r/\lambda$  due au mouvement de la cible, D, C,  $V_r$  et  $\lambda$  représentant respectivement la distance à la cible, la vitesse de la lumière, la vitesse de la cible et la longueur d'onde du signal émis. Les fréquences émises étant proches les unes des autres, la longueur d'onde  $\lambda$  varie peu d'un signal à l'autre et la fréquence Doppler peut être considérée comme étant constante vis-à-vis de la résolution spectrale. Une courbe 44 représente en regard des séquences 42, 43 de signaux émis et reçus, le bruit par exemple du mélangeur hyperfréquence. Ce bruit comporte notamment du bruit thermique blanc à large bande représenté par la droite 11 et le bruit coloré représenté par la courbe 10 et que l'invention a en particulier pour but de réduire.

25

30

La figure 5 illustre un exemple de réalisation possible d'un dispositif selon l'invention, avantageusement très simple à mettre en oeuvre et économique. A l'émission, les signaux délivrés par le générateur d'onde 1 sont envoyés vers l'antenne 3 via des circuits d'amplification non représentés. A la réception, les signaux reçus par l'antenne 3 sont dirigés vers le mélangeur 2 par des circuits non représentés. Le mélangeur 2 reçoit d'une part les signaux signés par le code de fréquence et renvoyés par les cibles, et reçoit d'autre part le signal délivré par le générateur d'onde 1 qui opère à la réception comme un oscillateur local. La sortie du mélangeur 2 est reliée à l'entrée de moyens d'aiguillage 22. Ces derniers échantillonnent puis aiguillent les signaux fournis par le mélangeur sur deux voies 210, 211 de telle sorte que, lorsqu'une cible est illuminée par une émission à la première fréquence  $F_1$ , le signal reçu correspondant  $S_1$  soit échantillonné et aiguillé sur une première voie 210 puis, lorsque la cible est illuminée à la deuxième fréquence  $F_2$ , le signal reçu correspondant  $S_2$  soit échantillonné et aiguillé sur une deuxième voie 211. Les moyens d'aiguillage 22 comportent par exemple un démultiplexeur connu de l'homme du métier. Ces moyens, notamment les instants d'échantillonnage, sont par exemple synchronisés sur les moyens de codage du signal d'émission, ces derniers n'étant pas représentés. Chaque voie comporte par exemple un filtrage en fréquence particulier 23, par exemple un banc de filtres Doppler, notamment pour détecter la vitesse d'une cible. Au moins une voie 210 comporte par ailleurs un dispositif de type ligne à retard 24 de manière à compenser :

40

45

50

- la non simultanéité des instants de prise en compte des signaux relatifs aux N fréquences du code ;
- les retards différentiels introduits éventuellement par les filtres propres à chaque voie.

55

Les moyens de retard 24 sont par exemple des dispositifs du type ligne à retard. Les voies 210, 211 sont connectées à des moyens 25 de soustraction. Ces derniers retranchent le signal de l'une au signal de l'autre, par exemple effectuent la soustraction du signal en sortie du filtre 23 de la deuxième voie 211 au signal en sortie des moyens de retard 24 de la première voie 210. Le signal S obtenu en sortie des moyens de soustraction 25 est affecté d'un bruit coloré réduit, ce que montrent les lignes suivantes.

Dans un cas de codage à deux fréquences tel qu'illustré par la figure 4, les moyens d'aiguillage 22 prélevant deux

échantillons d'un signal cible après le battement issu du mélangeur 2 :

- le premier  $S_1$  dans un intervalle de temps où de signal de fréquence  $F_1 + F_d$  bat avec le signal oscillateur local à la première fréquence  $F_1$ , la fonction d'oscillateur local étant effectuée par exemple par le générateur d'onde 1 ;
- le second  $S_2$  dans un intervalle où le signal de fréquence  $F_2 + F_d$  bat avec le signal d'oscillateur local à la deuxième fréquence  $F_2$  ;
- ces deux échantillons étant séparés d'une durée  $Tf$ ,  $Tf$  étant la durée d'un intervalle ;
- le signal  $S$  en sortie des moyens de soustraction 25 étant donné par la relation suivante :

$$S = S_1 - S_2 \quad (1);$$

Dans le cas d'un signal rajouté indépendamment du code de fréquence, ce qui est le cas du bruit thermique ou du bruit coloré induit par le mélangeur, la relation (1) constitue un filtre dont la fonction de transfert en fréquence  $H(f)$  est donnée par la relation suivante,  $f$  étant la variable de fréquence et  $T$  la période d'échantillonnage des signaux sur chaque voie,  $T=2Tf$  dans un exemple à deux voies :

$$H(f) = -2je^{j(\pi f T)} \sin(\pi f T) \quad (2)$$

Le module de cette fonction de transfert est alors donné par le module de la fonction  $2\sin(\pi f T)$ .

La courbe représentative d'une telle fonction de transfert est du type de la courbe 13 de la figure 3, avec un zéro pour une fréquence nulle et un autre zéro pour une fréquence égale à la fréquence d'échantillonnage  $F_e = 1/T$  des signaux sur chaque voie 210, 211. Cette dernière est égale dans l'exemple à la moitié de la fréquence de commutation  $F_r = 2/T$  de la fréquence émise, elle est en fait  $N$  fois inférieure à la fréquence de commutation s'il y a  $N$  fréquences de codage et  $N$  voies correspondantes.

Pour un radar équipant par exemple une automobile la fréquence d'échantillonnage  $F_e$ , dans le cas d'une codification à deux fréquences, est par exemple de l'ordre de 100 kHz. Comme il a été vu précédemment, le bruit coloré 10 nécessite d'être réduit seulement sur une bande de fréquence comprise entre 0 et une fréquence d'intersection  $F_c$  d'environ 1 kHz, et en tout état de cause nettement inférieure à la fréquence d'échantillonnage. Les courbes de bruit coloré 10 de la fonction de transfert  $H(f)$  montrent qu'en deçà de la fréquence d'intersection  $F_c$ , la fonction de transfert  $H(f)$ , loin de son maximum, atténue le bruit coloré.

Dans le cas où la fréquence  $F_c$  en dessous de laquelle le bruit coloré est significatif n'est pas suffisamment inférieure à la fréquence de d'échantillonnage  $F_e$  pour que la fonction de transfert  $H(f)$  atténue ce bruit, il est possible de décaler par exemple la courbe de fonction de transfert 13 vers les fréquences croissantes comme l'illustre la figure 6, c'est-à-dire en fait en décalant les zéros de la fonction de transfert du filtre. Pour cela, comme le montre la figure 7 les moyens de soustraction 25 peuvent être remplacés par des moyens de combinaison linéaire 71 qui réalisent la combinaison suivante sur les signaux  $S_1$  et  $S_2$  des voies 210, 211,  $S$  étant le signal de sortie en sortie des moyens de combinaison linéaire 71 :

$$S = S_1 - WS_2 \quad (4)$$

où  $W$  est un nombre complexe, de module égal à 1 et de phase  $\Psi$  proche de 0, soit :

$$W = e^{j\Psi} \quad (5)$$

La fonction de transfert  $H(f)$  peut alors s'écrire :

$$H(f) = -2je^{j\left(\frac{\Psi}{2} + \pi f T\right)} \sin\left(\frac{\Psi}{2} + \pi f T\right) \quad (6)$$

et son module vérifie la relation suivante :

$$\|H(f)\|^2 = 4 \sin^2 \left( \frac{\Psi}{2} + \pi f T \right) \quad (7)$$

5  $\frac{\Psi}{2}$  provoquant le décalage en fréquence de la fonction de transfert de  $\frac{\Psi}{4\pi T}$ .

Cette dernière solution est cependant moins économique que la première car la combinaison linéaire est légèrement plus compliquée à mettre en oeuvre et surtout car elle nécessite un mélangeur de type BLU, c'est-à-dire à bande latérale unique, capable de reconstituer le signal de battement sous son expression complexe. Un tel mélangeur est

10 cher.  
La figure 8 présente un autre mode de réalisation possible d'un dispositif selon l'invention. Dans ce cas l'émission étant codée sur quatre fréquences, le dispositif selon l'invention comporte quatre voies 210, 211, 212, 213 chacune associée à une fréquence de codage. Les voies sont regroupées deux par deux de telle sorte que des premiers moyens de soustraction 25 retranchent le signal de la deuxième voie 211 au signal de la première voie 210 et que des deuxièmes  
15 moyens de soustraction 81 retranchent le signal de la quatrième voie 213 au signal de la troisième voie 212. Les signaux S1' et S2' en sortie des moyens de soustraction 25, 81 sont ainsi affranchis du bruit coloré en  $1/F^k$  pour être utilisés dans un traitement ultérieur basé sur deux signaux de détection. Il peut être en effet très avantageux que ce traitement opère sur des signaux de détection dénués de bruit coloré. Un tel traitement peut par exemple fournir la distance ou la vitesse des cibles. Chaque voie 210, 211, 212, 213 comporte par exemple un filtrage 23, éventuellement  
20 une batterie de filtre Doppler. Toutes les voies sauf une 211 comportent par exemple des moyens de retard 24 de manière à compenser la non simultanéité des instants de prise en compte des signaux relatifs aux quatre fréquences de code et des retards différentiels introduits éventuellement par les filtres propres à chaque voie.

L'invention a été décrite avec des exemples de réalisation basés sur deux ou quatre fréquences de code d'émission. Elle peut cependant être appliquée quelque soit le nombre de fréquences de codes. Toutes les combinaisons  
25 linéaires sur les signaux reçus associés synthétisant un filtrage du bruit peuvent être envisagée. Par ailleurs, dans les exemples de réalisation décrits, l'échantillonnage est effectué au niveau des moyens d'aiguillage car en pratique ceux-ci effectuent généralement une telle fonction, il est cependant possible de prévoir un échantillonnage des signaux à un autre endroit du dispositif selon l'invention. En particulier, l'échantillonnage peut être réalisé au niveau des moyens de soustraction.

### 30 Revendications

1. Dispositif de réduction de bruit dans un récepteur radar, caractérisé en ce que le bruit à réduire étant en  $1/F^k$  et le radar effectuant une codification de l'émission selon au moins deux fréquences ( $F_1$ ,  $F_2$ ), il comporte au moins :  
35
  - des moyens (22) d'aiguillage des signaux reçus sur au moins deux voies (210, 211) de telle sorte que, lorsqu'une cible est illuminée par une émission à la première fréquence de code ( $F_1$ ) le signal reçu correspondant ( $S_1$ ) soit échantillonné et aiguillé sur une première voie (210) puis, lorsque la cible est illuminée par la deuxième  
40 fréquence de code ( $F_2$ ) le signal reçu correspondant ( $S_2$ ) soit échantillonné et aiguillé sur une deuxième voie (211);
  - des moyens (25, 71) de combinaison linéaire du signal ( $S_1$ ) présent sur la première voie (210) et du signal ( $S_2$ ) présent sur la deuxième voie (211), la combinaison linéaire synthétisant un filtrage du bruit.
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de combinaison linéaire (25) effectuent une  
45 soustraction entre le signal ( $S_1$ ) de la deuxième voie (210) et le signal ( $S_2$ ) de la première voie (211).
3. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les moyens d'aiguillage (22) sont reliés à la sortie d'un mélangeur hyperfréquence (2) recevant d'une part les signaux renvoyés par la cible  
50 et d'autre part le signal d'oscillateur local.
4. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que chaque voie (210, 211, 212, 213) comporte un filtrage en fréquence (23).
5. Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que chaque voie comporte un banc de filtres Doppler.  
55
6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que toutes les voies sauf une comportent des moyens de retard (24).

7. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les moyens de combinaison linéaire (25) effectuent une soustraction entre le signal ( $S_1$ ) de la deuxième voie (210) multiplié par une grandeur  $W$  et le signal ( $S_2$ ) de la première voie (211), la grandeur  $W$  étant un nombre complexe de module égal à 1 et de phase proche de 0.

5

8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le radar effectuant une codification de l'émission selon quatre fréquences, il comporte quatre voies (210,211,212,213) chacune associée à une fréquence de codage, les voies étant regroupées deux par deux de telle sorte que des premiers moyens de soustraction (25) retranchent le signal de la deuxième voie (211) au signal de la première voie (210) et que des deuxièmes moyens de soustraction (81) retranchent le signal de la quatrième voie (213) au signal de la troisième voie (212).

10

9. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le récepteur est un récepteur homodyne.

15

20

25

30

35

40

45

50

55



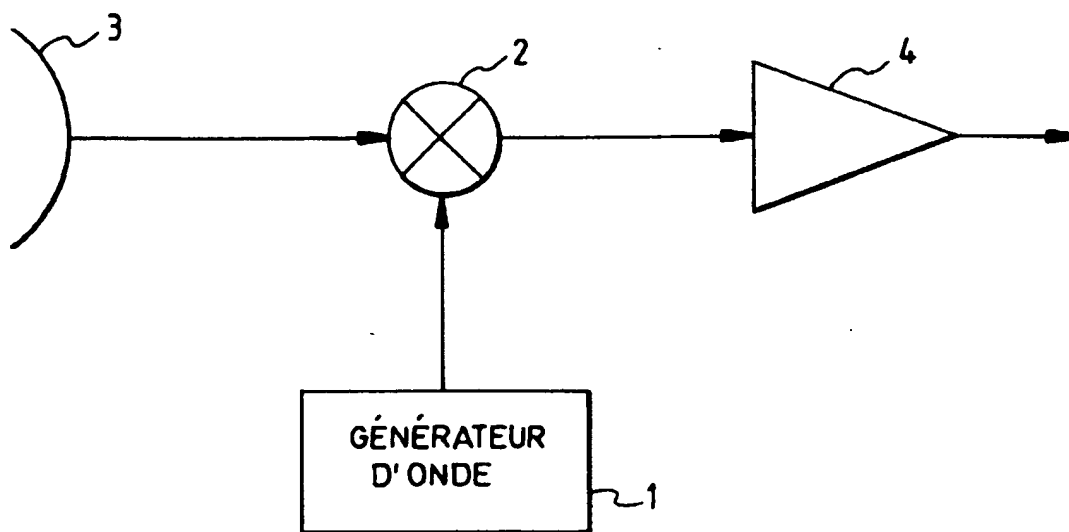


FIG.1

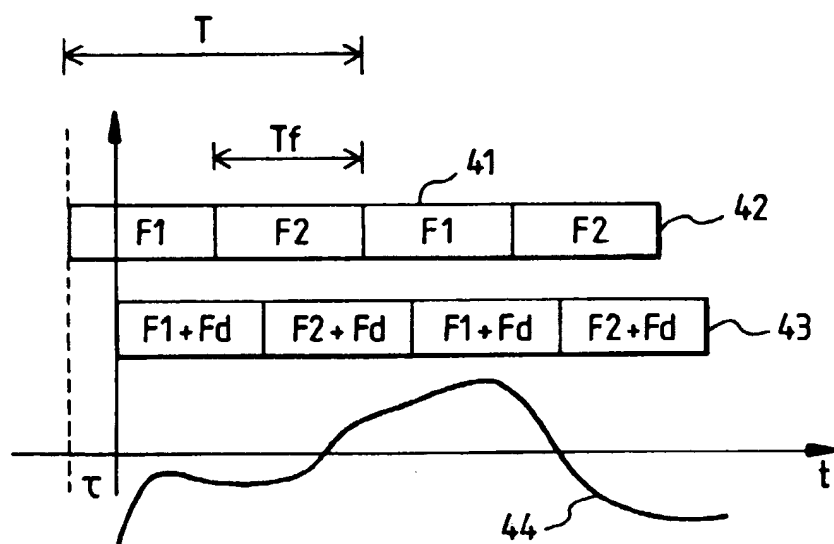


FIG.4

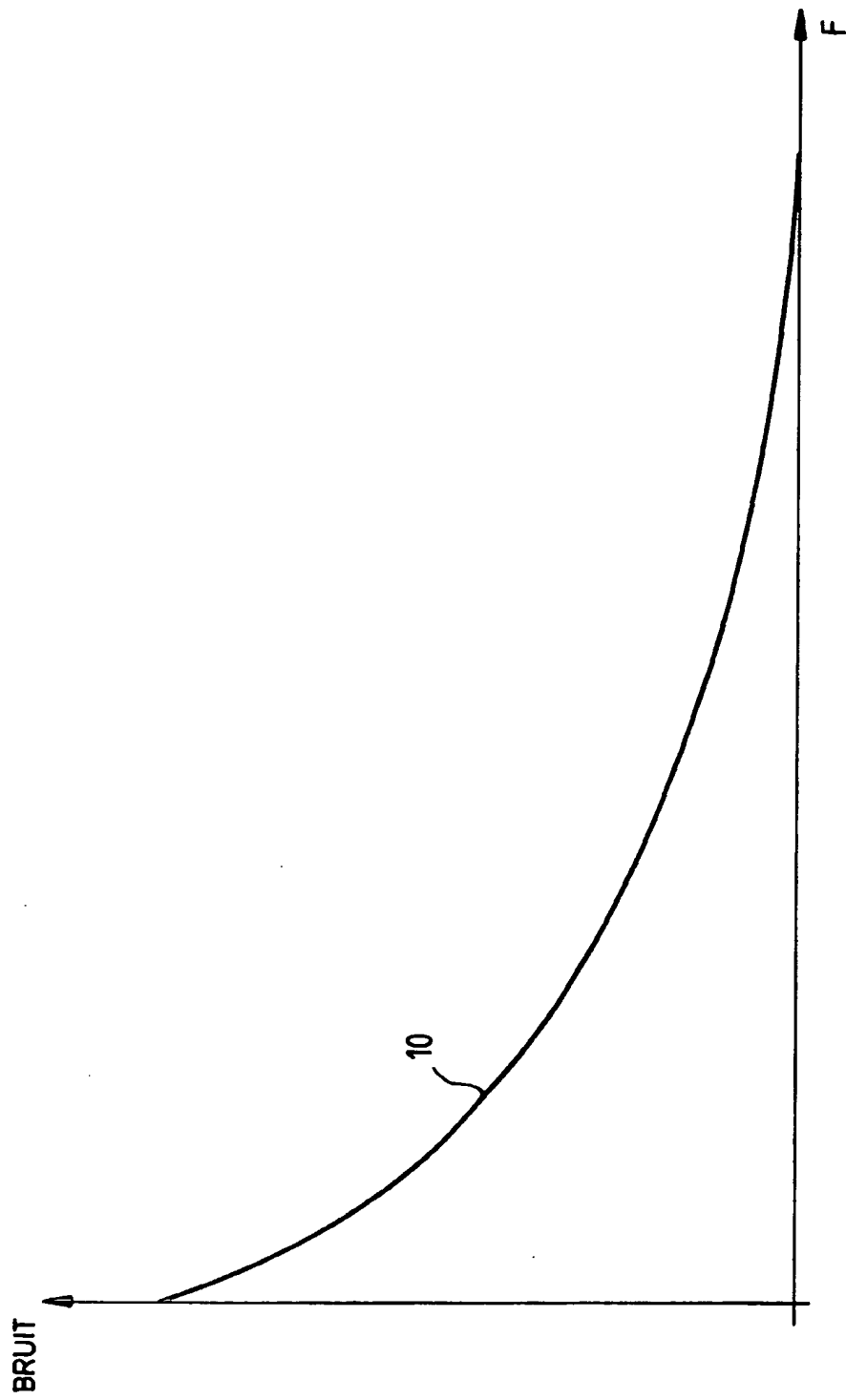


FIG.2

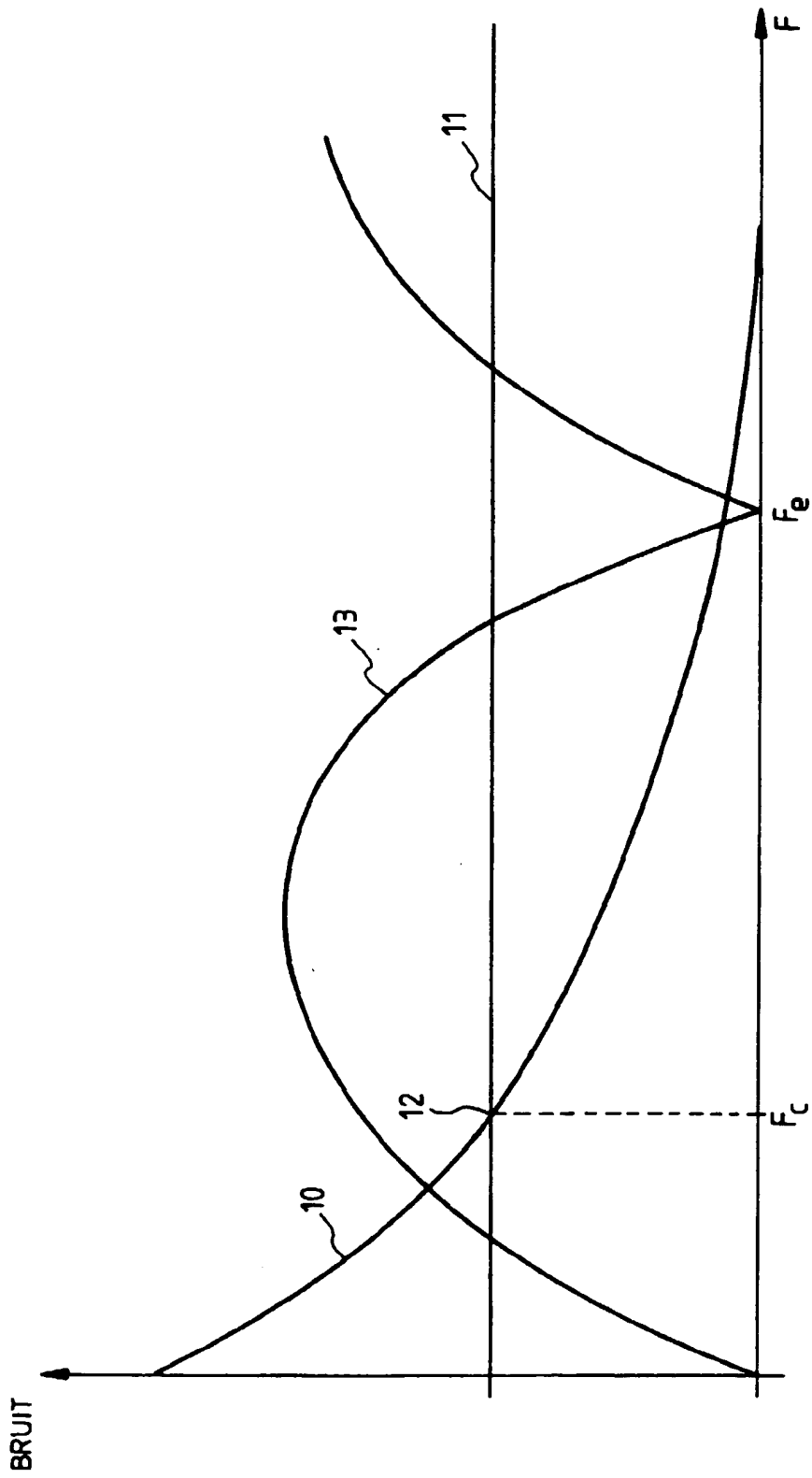


FIG.3

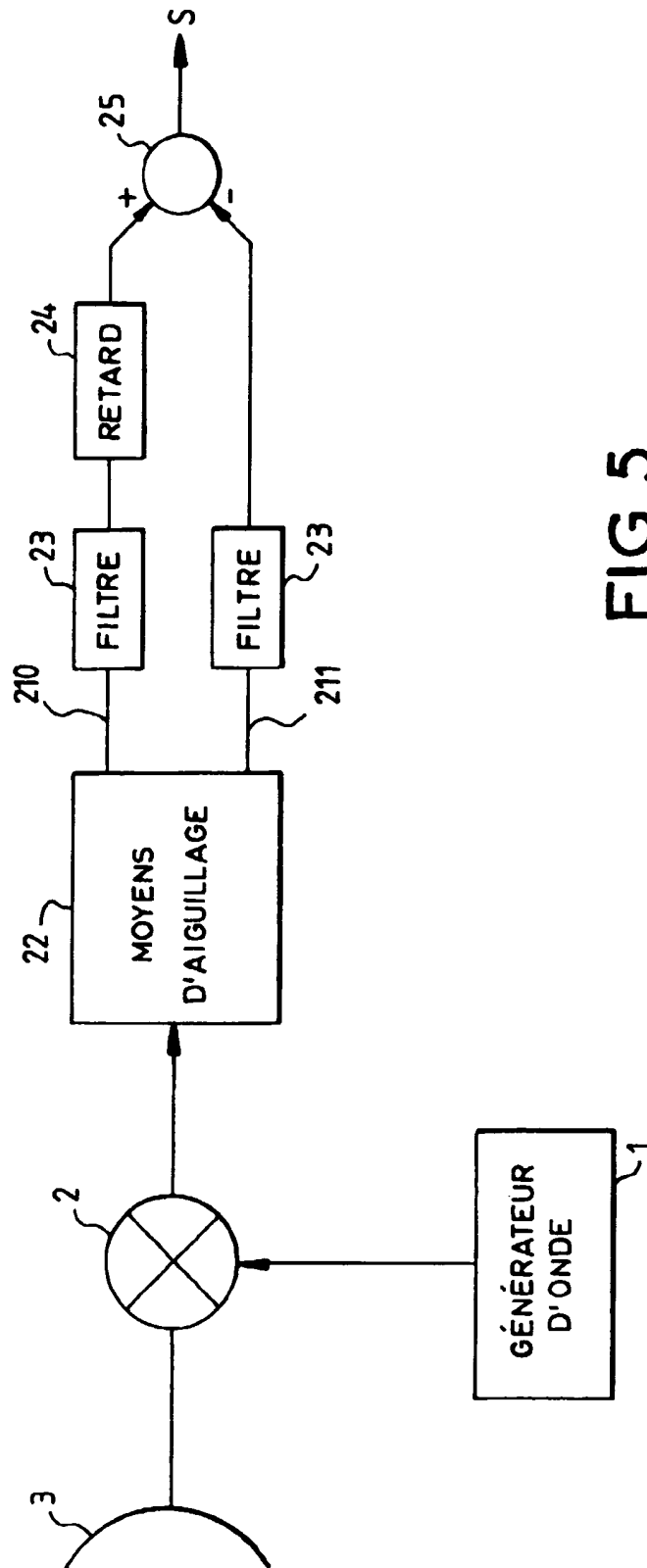


FIG.5

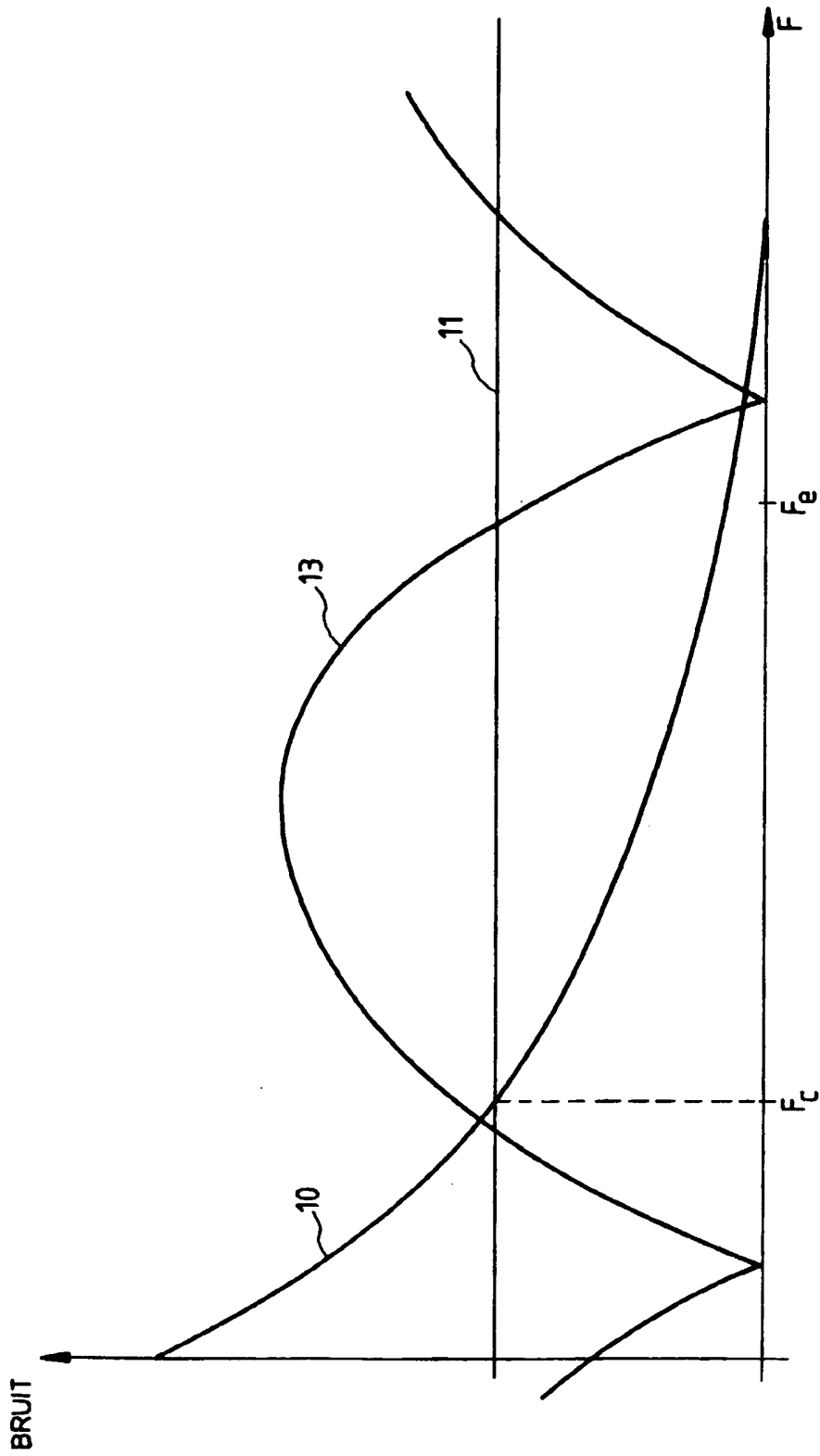


FIG.6

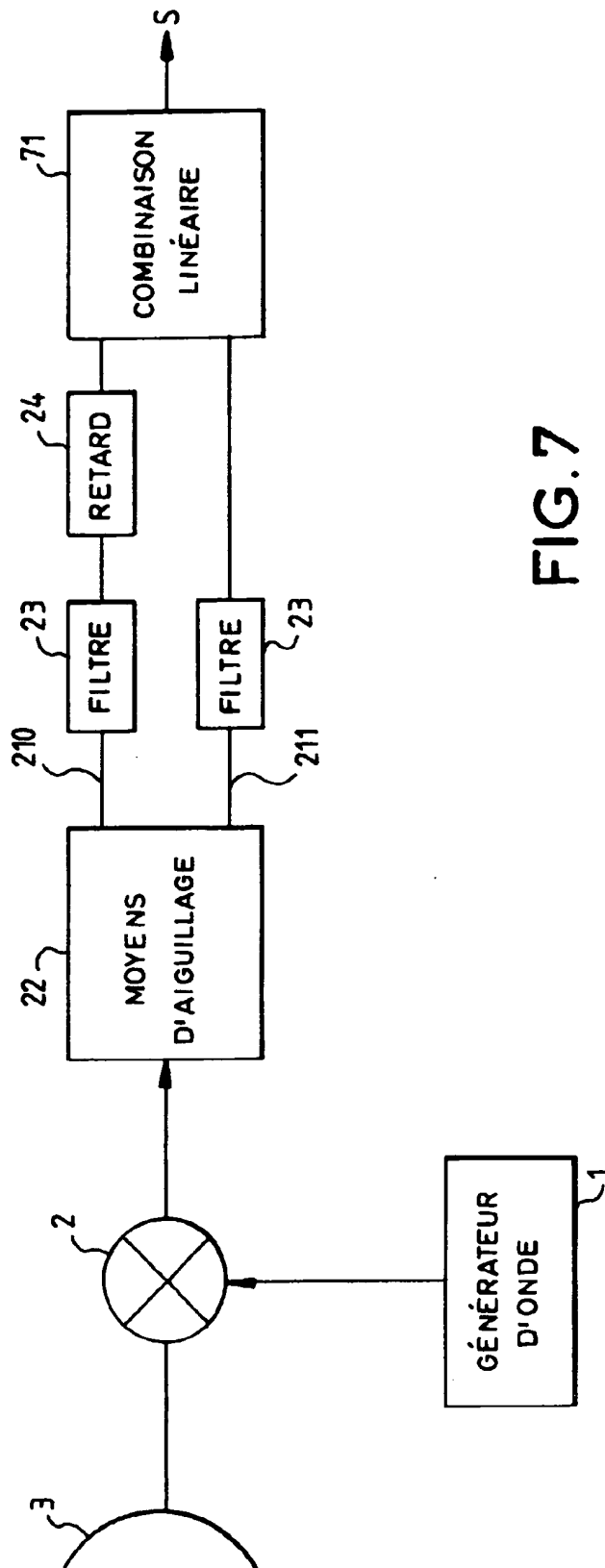


FIG. 7

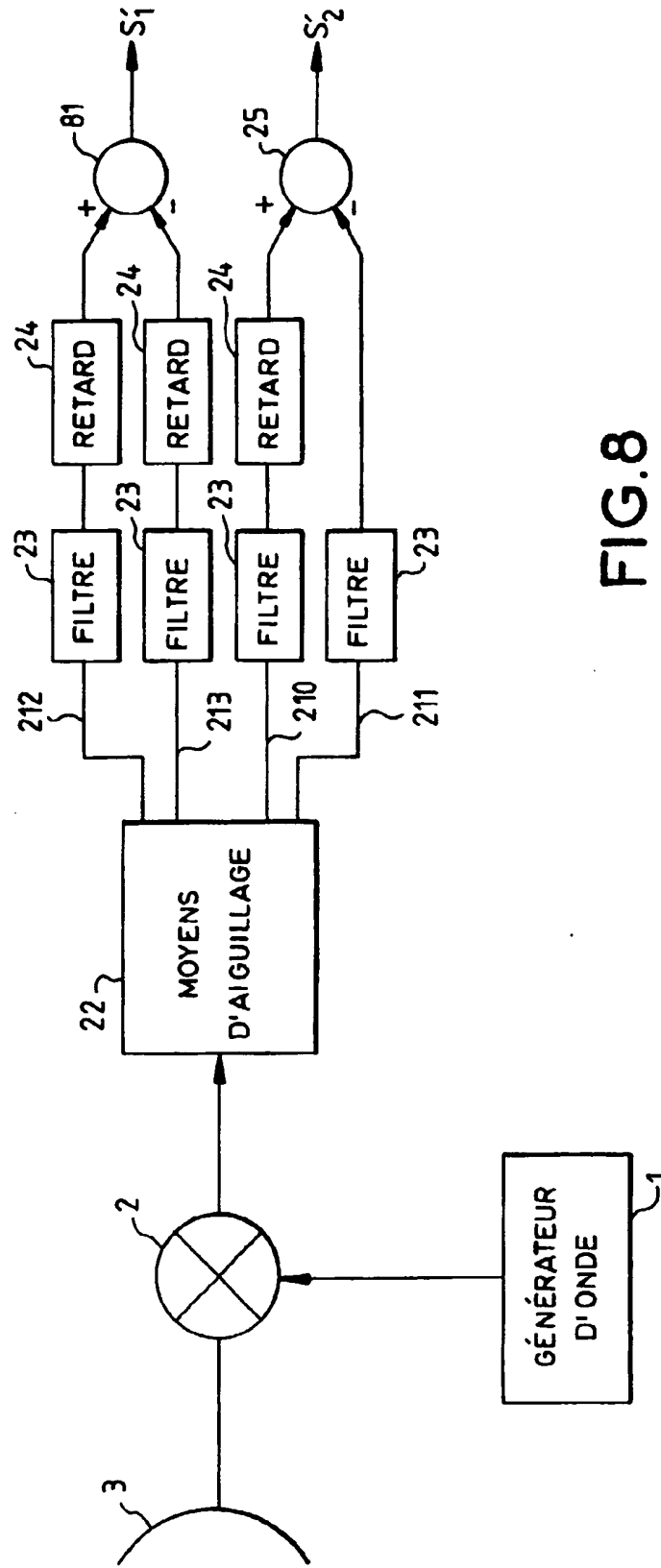


FIG. 8



Office européen  
des brevets

## RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande  
EP 98 40 0479

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.CI.8)
A	EP 0 185 585 A (LMT RADIO PROFESSIONELLE) 25 juin 1986 * le document en entier *	1	G01S13/34 G01S7/35
A	WO 95 04943 A (VORAD SAFETY SYSTEMS INC) 16 février 1995 * le document en entier *	1	
A	US 5 134 411 A (ADLER ZDENEK) 28 juillet 1992 * le document en entier *	8	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CI.6)
			G01S
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche LA HAYE		Date d'achèvement de la recherche 10 juin 1998	Examineur Zaccà, F
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intermédiaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>			

EPO FORM 1 (522, 03.82) (P04C02)